



1Fw

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

Mail Stop Issue Fee  
Commissioner for Patents  
P.O. Box 1450  
Alexandria, VA 22313-1450

I hereby certify that this correspondence is being deposited with the United States Postal Service as first class mail in an envelope addressed to: Mail Stop Issue Fee, Commissioner for Patents, P.O. Box 1450, Alexandria, VA 22313-1450 on

June 6, 2006

(Date of Deposit)

Russell E. Fowler

Name of person mailing Document or Fee

Russ Fowler

Signature

June 6, 2006

Date of Signature

Re:	Application of:	Ferianz et al.
	Serial No.:	10/788,667
	Filed:	February 27, 2004
	For:	Line Driver
	Group Art Unit:	2816
	Confirmation No.:	3620
	Examiner:	Hiep Nguyen
	Our Docket No.:	1890-0059

**SUBMISSION OF PRIORITY DOCUMENT**

Please find for filing in connection with the above patent application a certified copy of the priority document, Certified Copy of German Application Number 103 08 946.2.

**BEST AVAILABLE COPY**

Please charge any fee deficiency or credit any overpayment to Deposit Account  
No. 13-0014.

Respectfully submitted,

A handwritten signature in black ink, appearing to read "Russ Fowler", with a long horizontal flourish extending to the right.

June 6, 2006

Russell E. Fowler  
Registration No. 43,615  
Maginot, Moore & Beck  
Chase Tower  
111 Monument Circle, Suite 3250  
Indianapolis, IN 46204-5109

Enclosures

# BUNDESREPUBLIK DEUTSCHLAND



## Prioritätsbescheinigung über die Einreichung einer Patentanmeldung

**Aktenzeichen:** 103 08 946.2  
**Anmeldetag:** 28. Februar 2003  
**Anmelder/Inhaber:** Infineon Technologies AG,  
81669 München/DE  
**Bezeichnung:** Leitungstreiber  
**IPC:** H 04 L 25/08

Die angehefteten Stücke sind eine richtige und genaue Wiedergabe der ursprünglichen Unterlagen dieser Patentanmeldung.

München, den 12. Februar 2004  
Deutsches Patent- und Markenamt  
Der Präsident  
Im Auftrag

A handwritten signature in black ink, consisting of a stylized 'R' followed by a horizontal line.

**CERTIFIED COPY OF  
PRIORITY DOCUMENT**

## Beschreibung

### Leitungstreiber

- 5 Die Erfindung betrifft eine Leitungstreiberanordnung zum Treiben von Signalen über zumindest eine Teilnehmerleitung.

In der modernen Telekommunikation spielt die hochbitratige Datenübertragung auf einer Teilnehmerleitung eine sehr große  
10 Rolle, wobei der Bedarf besteht, über die jeweiligen Teilnehmerleitungen des Telefonnetzes sowohl Sprach- als auch Datensignale zu übertragen.

Hier schafft die sogenannte xDSL-Technik Abhilfe, wobei DSL  
15 für „digital subscriber line“ steht. Bei dieser Technik wird die typischerweise aus Kupfer bestehende Telekommunikationsleitung in zumindest zwei unterschiedliche Kanäle unterteilt. Einer dieser Kanäle steht nach wie vor für die herkömmlichen Telefondienste, also die Sprachübertragung zur Verfügung  
20 (POTS, plain old telephone service). Zumindest ein zweiter Kanal dient der Datenübertragung.

Ein bekannter Vertreter der xDSL-Technik ist die sogenannte ADSL-Technik („asymmetric digital subscriber line“), womit  
25 eine Technik bezeichnet ist, die die Übertragung eines hochbitratigen Bitstroms von einer Zentrale zum Teilnehmer und eines niederratigen vom Teilnehmer zu einer Zentrale führenden Bitstroms erlaubt. Wegen dieser bezüglich ihrer Bitrate unsymmetrischen Übertragungstechnik ist ein ADSL-System für  
30 Dienste, wie z. B. Video on Demand, aber auch Internetanwendungen besonders gut geeignet.

Bei dem ADSL-Verfahren handelt es sich um ein digitales Übertragungsverfahren für typischerweise verdrehte Zweidrahtleitungen des Telefonnetzes zum Endteilnehmer für Breitbandanwendungen. Für jeden Kanal ist ein digitaler Signalprozessor (DSP) vorgesehen, wobei diese bei einer verhältnismäßig nied-  
35

rigen Versorgungsspannung von beispielsweise + 5 V betrieben werden. Damit die zu übertragenden Signale mit ausreichender Signalstärke über die Teilnehmerleitungen übertragen werden können, sind den jeweiligen Signalprozessoren Leitungstreiber-  
5 berschaltungen nachgeschaltet. Eine solche Leitungstreiber-  
schaltung ist im einfachsten Fall ein Verstärker, der das zu übertragende Signal auf der Teilnehmerleitung mit der erforderlichen Verstärkung überträgt, da bei der Signalübertragung immer auch Verluste bei dem zu übertragenen Signal berück-  
10 sichtigt werden müssen.

Insbesondere in dem Kanal für die Datensignalübertragung, aber auch im Sprachsignalkanal, unterliegen diese Leitungstreiberschaltungen sehr hohen Linearitäts- und Signalband-  
15 breitenanforderungen.

Ein weiteres Problem ergibt sich dadurch, dass es verursacht durch die Verstärkung des Signals sehr häufig zu Verzerrungen des zu übertragenden Signals kommt.

20

Derzeit existieren eine Vielzahl unterschiedlicher Schaltungsvarianten zur Realisierung einer Leitungstreiberschaltung, von denen einige nachfolgend kurz beschrieben werden sollen:

25

In dem Artikel von Michael S. Kappes, „A 3-V CMOS Low-Distortion Class AB Line Driver Suitable for HDSL Applications“, IEEE JSSC, Vol. 35, No. 3, March 2000, ist ein Verstärker der Klasse AB beschrieben. Ein solcher Verstärker hat im  
30 Falle einer Anwendung bei ADSL eine relativ niedrige Effizienz von etwa 15 %, was zu einem erhöhten Leistungsverbrauch im Bereich von 800 mW bis 1 W führt. Um nun die geforderte Linearität bei der Verstärkung zu erzielen, muss dieser Verstärker einen so gering wie möglichen Strom verwenden, was  
35 aber dazu führen würde, dass die Möglichkeit einer Reduzierung der Versorgungsspannung zwischen dem Leitungstreiber und dem nachgeschalteten Transformator beschränkt ist. Damit geht

eine Erhöhung der elektrostatischen Entladung (ESD) einher und es ergeben sich Probleme durch Überhitzung des Transformators. Auch ergeben sich gegebenenfalls Probleme bei einem Technologietransfer.

5

Darüber hinaus sind auch Verstärker der Klasse G bekannt, deren Aufbau und Funktionsweise beispielsweise in dem Artikel von J. Pierdomenico, et al. „A 744 mW Supply Full-Rate ADSL CO Driver“, ISSCC 2002, Session 19, Seiten 320f, 2002

10 beschrieben ist. Die Effizienz eines solchen Verstärkers der Klasse G ist im Vergleich zu einem Verstärker der Klasse AB verbessert, was auch zu einer niedrigeren Leistungsaufnahme führt. Ursache dafür ist, dass bei Signalen mit hohem Crestfaktor (Peak-to-Average Ratio = PAR) die mittlere Ausgangsspannung sehr viel niedriger ist als das Maximum der Ausgangsspannung. Allerdings geht dies sehr stark auf Kosten der Verzerrung des übertragenen Signals, aufgrund der bei dieser Verstärkerklasse auftretenden, sehr häufigen Schaltvorgängen, der Spannungsversorgung. Darüber hinaus ist diese  
15 Verstärkerklasse insbesondere bei übertragenden Signalen mit einem niedrigen Crestfaktor sehr viel uneffizienter. Da zukünftige Systeme allerdings mit reduzierten Crestfaktor arbeiten werden, steht eben dieses Problem in naher Zukunft mehr und mehr im Vordergrund.

25

Darüber hinaus existieren auch Verstärker der Klasse D, die wie PWM-Modulatorschaltungen (Pulse Width Modulator) arbeiten. Ein Vertreter dieser Verstärkerklasse ist beispielsweise in dem Artikel Jae H. Jeong et. a. „A Class D Switching Power  
30 Amplifier with High Efficiency and Wide Bandwidth by Dual Feedback Loops“, IEEE International Conference on Consumer Electronics (ICE '95), Seiten 428f, 1995 beschrieben. Verstärker der Klasse D weisen zwar eine sehr hohe Effizienz im Bereich von 80 bis 90 % auf, jedoch geht das auf Kosten einer  
35 sehr hohen Streuung.

Zur Reduzierung der Streuung und damit zur Verbesserung der Linearität sind Rückkoppelungsschaltungen bekannt, jedoch führen diese meist zu einer relativ niedrigen Stabilität des gesamten Schaltkreises. Eine solche Schaltung mit Rückkoppe-  
5 lung ist beispielsweise in der koreanischen Patentanmeldung Nr. 96/37905 beschrieben. Ein weiteres mit Klasse D Verstärkern einhergehendes Problem ergibt sich aufgrund deren sehr hoher Schaltgeschwindigkeit. Insbesondere ist die Schaltgeschwindigkeit sehr viel größer als die Vorzeichenänderungen  
10 bei dem zu übertragenden Signal, so dass solche Verstärker sich relativ schlecht für Hochgeschwindigkeitsübertragung wie bei ADSL eignen, da die dynamischen Verluste proportional mit der Schaltfrequenz ansteigen.

15 Bei bisher bekannten Verstärkerschaltungen für Leitungstreiber ergibt sich somit das Problem, dass keiner dieser Verstärkerschaltungen eine hohe Linearität und damit eine hohe Effizienz in dem zu übertragenen Signal bei gleichzeitig sehr niedriger Streuung erreicht.

20 Ausgehend von dem vorstehend beschriebenen Stand der Technik liegt der vorliegenden Erfindung daher die Aufgabe zugrunde, eine Leitungstreiberanordnung anzugeben, die ein zu übertragendes Signal mit sowohl hoher Linearität und damit hoher Effizienz und gleichzeitig möglichst geringer Streuung bereit  
25 stellt.

Erfindungsgemäß wird diese Aufgabe durch eine Verstärkeranordnung für einen Leitungstreiber mit den Merkmalen des Patentanspruchs 1 gelöst.  
30

Demgemäß ist eine Leitungstreiberanordnung zum Treiben von Signalen über zumindest eine Teilnehmerleitung vorgesehen mit:

- 35 - einem Eingang zur Einkopplung eines Eingangssignals und mit einem Ausgang, an dem ein über die Teilnehmerleitung zu treibendes Signal abgreifbar ist,

- einem digitalen Verstärker, der aus dem Eingangssignal bzw. einem davon abgeleiteten Signal ausgangsseitig ein Pulsweiten-moduliertes Signal bereit stellt,
- einem analogen Verstärker, der aus dem Eingangssignal bzw.  
5 einem davon abgeleiteten Signal ausgangsseitig ein analoges Signal bereit stellt,
- wobei die Ausgänge der Verstärker derart gekoppelt sind, dass durch Überlagerung des analogen Signals mit dem digitalen Signal das zu treibende Signal resultiert,
- 10 - wobei die Verstärkung des analogen Verstärkers derart auf die Verstärkung des digitalen Verstärkers angepasst ist, dass Störungen und/oder Oberschwingungen auf dem digitalen Signal nach der Überlagerung zumindest reduziert sind.

- 15 Vorteilhafte Ausgestaltungen und Weiterbildungen sind den Unteransprüchen sowie der Beschreibung unter Bezugnahme auf die Zeichnungen entnehmbar.

Die der vorliegenden Erfindung zugrunde liegende Idee besteht  
20 darin, die Funktionalitäten eines bekannten Verstärkers der Klasse D mit der eines Verstärkers der Klasse AB so zu kombinieren, dass sowohl eine hohe Linearität und auch eine hohe Effizienz bei dem zu übertragenden Signal erzielt wird. Die Erfindung geht dabei von der Erkenntnis aus, dass der digitale  
25 Verstärker der Klasse D eine relativ niedrige Linearität, aber eine sehr hohe Effizienz aufweist. Dieser digitale Verstärker dient der Bereitstellung nahezu der gesamten Leistung für das zu übertragende Signal auf der Teilnehmerleitung, allerdings weist das zu übertragende Signal damit eine ungünstige  
30 Linearität auf. Der analoge Verstärker der Klasse A oder AB hingegen weist eine niedrige Effizienz, jedoch eine sehr gute Linearität auf. Dieser analoge Verstärker wird dabei so mit dem digitalen Verstärker verknüpft, dass das stark verzerrte Signal des digitalen Verstärkers gewissermaßen bereinigt  
35 wird. Ausgangsseitig steht somit ein zu übertragendes Signal mit hoher Linearität und hoher Effizienz, d. h. niedriger Störung, bereit.



Mittels einer Steuereinrichtung werden die Funktionen der beiden Verstärker gesteuert.

- 5 Diese vorteilhafte Verknüpfung der Funktionalitäten des analogen und digitalen Verstärkers erfolgt erfindungsgemäß auf zumindest zwei unterschiedlichen Arten:

10 Zum einen können der Analog- und der Digitalverstärker parallel zueinander in der Teilnehmerleitung angeordnet sein. Dabei werden die von den beiden Verstärkern ausgangsseitig bereitgestellten Signale nach einer jeweiligen Transformation miteinander überlagert. Das so ausgangsseitig bereit gestellte und verstärkte Signal wird über die Teilnehmerleitung über-  
15 tragen. Der besondere Vorteil besteht hier darin, dass eben dieses zu übertragende Signal gleichzeitig über eine Rückkoppelungsschleife mit negativer Rückkopplung in den Eingang des analogen Verstärkers eingekoppelt wird. Über diesen Rückkoppelungszweig, der lediglich im analogen Zweig der  
20 Treiberschaltung, vorgesehen ist, soll die dem ausgangsseitigen Signal inhärente Streuung wie folgt kompensiert werden. Eine gegebenenfalls vorhandene Streuung im Ausgangssignal, die die ausgangsseitige Linearität herabsetzt, wird über den Rückkoppelungspfad zurückgekoppelt und mit dem eingangsseitigen Signal überlagert. Ein Unterschied zwischen diesem Signal  
25 und dem rückgekoppelten Signal stellt somit ein Maß für die Streuung dar. Aufgrund der negativen Rückkoppelung ergibt sich damit quasi ein Regelkreis mit negativer Rückkoppelung.

30 Alternativ zu der parallelen Anordnung von Analog- und Digitalverstärker können diese beispielsweise auch in Reihe zueinander angeordnet sein, wobei der Digitalverstärker dem Analogverstärker nachgeschaltet ist. Das Ausgangssignal des Analogverstärkers wird einerseits direkt und andererseits über  
35 ein Widerstandsnetzwerk und über den Digitalverstärker dem Ausgang des Leitungstreibers zugeführt. Diese beiden Ausgangssignale werden einander überlagert und über einen Über-

träger über die Teilnehmerleitung übertragen. Dieses zu übertragende Ausgangssignal weist allerdings noch keine allzu hohe Linearität auf. Zu diesem Zweck ist die Leitungstreiberschaltung mit einer negativen Rückkoppelung ausgestattet, bei der das überlagerte Ausgangssignal der beiden Verstärker über einen Rückkoppelungspfad mit negativer Rückkopplung mit dem Eingangssignal des analogen Verstärkers überlagert wird. Dadurch wird die Streuung in dem zu überragenden Ausgangssignal durch Kompensieren der Wellen bzw. Zacken in dem Ausgangssignal des Digitalverstärkers beseitigt.

Die Erfindung wird nachfolgend anhand der in den Figuren der Zeichnung angegebenen Ausführungsbeispielen näher erläutert. Es zeigt dabei:

15

Figur 1 ein Blockschaltbild für den allgemeinen Aufbau einer erfindungsgemäßen Leitungstreiberschaltung;

20

Figur 2 das Blockschaltbild einer ersten erfindungsgemäßen Leitungstreiberschaltung;

Figur 3 ein detailliertes Schaltbild für die Leitungstreiberschaltung entsprechend Figur 2;

25

Figur 4 ein Blockschaltbild für eine Ausgestaltung des digitalen Verstärkers gemäß der Figuren 2 und 3;

Figur 5 das Blockschaltbild einer zweiten erfindungsgemäßen Leitungstreiberschaltung;

30

Figur 6 anhand eines Diagrams das zeitliche Verhalten der von den Verstärkern erzeugten Ausgangsströme;

35

Figur 7 ein detailliertes Schaltbild einer Leitungstreiberschaltung entsprechend Figur 5;

Figur 8 das Blockschaltbild für einen Leitungstreiber gemäß der Figur 5 und 7.

In allen Figuren der Zeichnung sind gleiche bzw. funktions-  
5 gleiche Elemente und Signale - sofern nichts anderes angegeben ist - gleich bezeichnet worden.

Figur 1 zeigt anhand eines Blockschaltbildes das grundlegende  
Prinzip eines erfindungsgemäßen Leitungstreibers. Der Lei-  
10 tungstreiber ist hier mit Bezugszeichen 1 bezeichnet. Der  
Leitungsträger 1 weist einen Eingang 2 und einen Ausgang 3  
auf und ist in einer Teilnehmerleitung 4 angeordnet. Der Lei-  
tungstreiber 1 weist einen Analogverstärker 5 und einen Digi-  
talverstärker 6 auf, deren Ausgangssignale in einer eigens  
15 dafür vorgesehenen Einheit 7 miteinander verknüpft werden.  
Zur Steuerung der beiden Verstärker 5, 6 ist ferner eine  
Steuerungseinheit 8 vorgesehen.

Der Digitalverstärker 6 stellt die Leistung bzw. die Energie  
20 für die Datenübertragung bereit, der Analogverstärker 5 ver-  
bessert die Linearität und abhängig von der Implementierung  
ist ein mehr oder weniger komplexes Steuer-Netzwerk 8 vorge-  
sehen, um die beiden Verstärker 5, 6 anzusteuern. Zwei dieser  
Implementierungen werden nachfolgend anhand der Figuren 2-8  
25 ausführlich beschrieben.

Figur 2 zeigt das Blockschaltbild einer ersten erfindungsge-  
mäßigen Leitungstreiberanordnung. Der Leitungstreiber 1 enthält  
hier einen zwischen Eingang 2 und Ausgang 3 parallel zueinan-  
30 der angeordneten Analogpfad 10 und Digitalpfad 11. Der Digi-  
talpfad 11 weist in Reihe zueinander angeordnete Digitalver-  
stärker 6, Filter 12 und Transformator 13 auf. Der Analogpfad  
10 weist in Reihe zueinander angeordnete Anpassschaltung 14,  
Analogverstärker 5 und zweiten Transformator 15 auf.

35

Das über den Eingang 2 eingekoppelte Eingangssignal  $V_i$  wird  
im Digitalpfad 11 zunächst in den digitalen Verstärker 6 ein-

gekoppelt, der dieses Signal in ein pulsweitenmoduliertes Signal  $V_d$  wandelt, welches ausgangsseitig am digitalen Verstärker 6 abgreifbar ist. Der digitale Verstärker 6 stellt somit die für die Datenübertragung erforderliche Leistung zur Verfügung. Dieses PWM-Signal  $V_d$  wird anschließend im Filter 12, der typischerweise als Tiefpassfilter ausgebildet ist, gefiltert und primärseitig dem ersten Transformator 13 zugeführt. Der Transformator 13 erzeugt aus dem digitalen, gefilterten PWM-Signal  $V_d$  ein sekundärseitig am Transformator 13 abgreifbares analoges Signal  $V_o$ . Dieses analoge Signal bildet im Idealfall das über die Teilnehmerleitung 4 zu übertragende Ausgangssignal  $V_o$ .

Das Eingangspotential  $V_i$  wird darüber hinaus im Analogpfad 10 zunächst der Anpassschaltung 14 zugeführt. Das ausgangsseitig von der Anpassschaltung 14 bereit gestellte Potential  $V_i$  wird dem Eingang  $V_e$  des analogen Verstärkers 10 zugeführt. Das Ausgangssignal des Analogverstärkers 5 wird über einen zweiten Transformator 15 transformiert und dem Ausgang 3 des Leitungstreibers 1 zugeführt. Zu diesem Zweck ist dort die Einheit 7 zur Verknüpfung der Ausgangssignale des Analogpfads 10 und des Digitalpfads 11 vorgesehen, so dass das vom Analogpfad 10 bereitgestellte Signal  $V_e$  mit negativen Vorzeichen mit dem Ausgangssignal  $V_d$  des Digitalpfades 11 überlagert wird. Das Ergebnis dieser Überlagerung bildet das analoge Ausgangspotential  $V_o$ .

Zusätzlich ist ein Rückkoppelungspfad 16 vorgesehen. Über diesen Rückkoppelungspfad 16 ist das Ausgangssignal  $V_o$  mit negativer Rückkoppelung in den Eingang des analogen Verstärkers 5 rückkoppelbar. Der Rückkoppelungspfad 16 weist einen Teiler 18 mit einem Rückkoppelungsfaktor  $f$  auf. Das analoge Ausgangssignal  $V_o$  wird also über diesen Rückkoppelungsfaktor  $f$  in ein davon abgeleitetes Signal  $V_o'$  überführt, welches in der Einheit 17 mit negativen Vorzeichen mit dem Eingangssignal  $V_e$  überlagert wird. Das aus dieser Überlagerung gewonnene Signal  $V_i$  wird eingangsseitig in den analogen Verstärker 5

eingekoppelt. Es ergibt sich damit ein Regelkreis mit negativer Rückkoppelung.

Die Anpassschaltung 14 dient dem Zweck, das Eingangssignal  $V_i$  und das über den Rückkoppelpfad 16 rückgekoppelte Signal  $V_o$  in deren Phase und Amplitude in Übereinstimmung zu bringen. Ohne diese Anpassschaltung 14 wäre der analoge Verstärker 10 überlastet. Diese Anpassung ist deshalb erforderlich, da als Rückkopplungssignal  $V_o$  lediglich ein vom Ausgangssignal  $V_o$  abgeleitetes Signal, welches lediglich die Streuung im Ausgangssignal  $V_o$ , jedoch nicht irgendwelche anderen Streuungen aufweist, darf, vorgesehen sein soll. Sollte eine solche Anpassschaltung 14 fehlen, dann wäre der Regelkreis zur Herausregelung einer Streuung im Ausgangssignal  $V_o$  sehr viel weniger effektiv, was zu einer verringerten Linearität im Ausgangssignal  $V_o$  führen würde.

Die Anpassschaltung 14 könnte in einer grundlegenden Implementierung als einfaches Tiefpass-Filter ausgebildet sein. Daneben kann auch eine Funktionseinheit zum Abgleichen implementiert sein, um die Genauigkeit dieses Anpassens zu verbessern.

Nachfolgend sei die Funktionsweise der erfindungsgemäßen Leitungstreiberanordnung 1 anhand von Figur 2 detaillierter beschrieben:

Im Digitalpfad 11 ergibt sich aufgrund der hohen Streuung, die durch den Digitalverstärker 6 verursacht wird, ein Ausgangssignal  $V_{out}$ , welches eine unerwünschte Streuung aufweist. Es ergibt sich somit eine Ausgangsspannung  $V_{out}$  am Ausgang 3:

$$(1) \quad V_{out} = V_o + THD,$$

wobei mit THD die dem einfachen Signal überlagerten harmonischen Oberschwingungen bezeichnet sind. Dieses Ausgangssignal

Vout wird gleichsam über den Rückkoppelpfad 16, in dem es durch den Rückkoppelfaktor  $f$  geteilt wird, mit dem Eingangssignal  $V_i'$  verglichen. Als Ergebnis dieses Vergleiches erzeugt der Komparator 17 ein Fehlersignal  $V_e$ , welches in den analogen Verstärker 5 eingekoppelt wird. Für den idealen Fall, dass keine Verzögerung im digitalen Pfad 11 existiert und eine Anpassung in der Schaltung 14 nicht vorhanden ist bzw. nicht erforderlich ist, ist  $V_i' = V_i$ . Für das Fehlersignal  $V_e$  ergibt sich damit:

$$(2) \quad V_e = V_i - \frac{V_{out}}{f} = V_i - \frac{V_o + THD}{f} = V_i - \frac{V_o}{f} - \frac{THD}{f}$$

Wird der Fehlerfaktor  $f$  wie folgt gewählt:

$$(3) \quad f = \frac{V_o}{V_i},$$

dann ergibt sich für das Fehlersignal  $V_e$ :

$$(4) \quad V_e = -\frac{THD}{f}$$

Für den Fall, dass es sich bei dem Analogverstärker 5 um einen invertierenden Verstärker handelt, der eine sehr hohe Verstärkung im Bereich des Rückkoppelfaktors  $f$  aufweist, ergibt sich im Falle eines Übertragungsverhältnisses des Transformators 15 von 1:1 für das Ausgangssignal  $V_e'$ :

$$(5) \quad V_e' = -THD$$

Bei einer Überlagerung der Ausgangssignale  $V_{out}$ ,  $V_e'$  des Digitalpfads 11 und des Analogpfads 10 ergibt sich unter den vorstehend gemachten Annahmen im Idealfall eine vollständige Beseitigung der Streuung im Ausgangssignal.

In der Realität existiert aber immer auch eine gewisse Zeitverzögerung im Digitalpfad 11, so dass eine Konstellation ge-

mäß Gleichung (3) praktisch nicht realisierbar ist. Aus diesen Gründen ist vorteilhafterweise eine Anpassschaltung 14 vorgesehen, die aus dem Eingangssignal  $V_i$  ein Ausgangssignal  $V_i'$  derart erzeugt, dass Gleichung (3) weitestgehend erfüllt ist. Das bedeutet gleichermaßen, dass die Ausgangssignale  $V_o$  und  $V_e'$  in deren Phase und Betrag optimal aufeinander abgestimmt sind. In der Realität ist dies allerdings nie ganz möglich, vielmehr existiert immer noch eine gewisse Fehlanpassung (mismatch). Entsprechend Gleichung (2) würde eine solche Fehlanpassung zu der ursprünglichen Streuung hinzu gezählt werden. Problematisch daran ist allerdings, dass der analoge Verstärker 5 diese Fehlanpassung als vom im Digitalverstärker 6 verursachte Streuung interpretiert würde und daher versuchen wird, diese im Ausgangssignal  $V_{out}$  zu beseitigen. Es ergibt sich somit für das Fehlersignal  $V_e$ :

$$(6) \quad V_e = \text{mism.} - \frac{THD}{f},$$

so dass selbst für den Idealfall, dass die Streuung komplett beseitigt wurde, sich die Fehlanpassung im Ausgangssignal  $V_{out}$  wie folgt bemerkbar macht:

$$(7) \quad V_{out} = V_o + \text{mism.} * f$$

Aus diesen Gründen ist es für ein weitestgehend streuungsfreies Ausgangssignal  $V_{out}$  und damit einer größtmöglichen Linearität sehr wichtig, eine möglichst gute Anpassung der beiden Signale im Analog- und Digitalpfad 10, 11 zur Verfügung zu stellen.

Figur 3 zeigt ein detailliertes Ausführungsbeispiel für die Implementierung eines Leitungstreibers 1 entsprechend Figur 2. Im Beispiel in Figur 3 sei der Leitungstreiber 1 dazu ausgelegt, ein ADSL-Signal über die Teilnehmerleitung 4 zu verstärken. Die Teilnehmerleitung, die z. B. eine typische 2-adrige Telefonleitung ist, weist beispielsweise eine Impedanz

von 100 Ohm bei den dafür üblichen Toleranzen auf. Die maximale Amplitude des ADSL-Signals würde damit etwa 18 V betragen. Das zu übertragende Signal ist ein Multitonsignal bestehend aus 256 einzelnen Tönen im Frequenzband zwischen 138 kHz und 1,1 MHz, mit einem Frequenzabstand zwischen benachbarten Tönen von etwa 4 kHz, welches von der Quadraturamplitudenmodulation (QAM) gewonnen wird. Der sich daraus ergebende Crestfaktor beträgt dann bis zu 6.

Der als Pufferverstärker ausgebildete Leitungstreiber 1 gemäß Figur 3 weist einen zusätzlichen Vorverstärker 20 auf, der eingangsseitig mit den Eingängen 2 verbunden ist und der ausgangssseitig dem Digitalpfad 11 und Analogpfad 10 vorgeschaltet angeordnet ist. Den differentiellen Eingängen des Vorverstärkers 20 sind Widerstände 21 vorgeschaltet. Darüber hinaus sind die Eingänge und Ausgänge des Vorverstärkers 20 überbrückende Widerstände 22 vorgesehen.

Im Digitalpfad 11 ist dem Vorverstärker 20 der digitale Verstärker 6 und das Filter 12 nachgeschaltet.

Figur 4 zeigt in einem Blockschaltbild die Ausgestaltung eines digitalen Verstärkers 6 entsprechend Figur 3. Der digitale Verstärker 6 weist einen mit den Eingängen des Verstärkers 6 gekoppelten Komparator 30 auf, der über einen extern bereit gestellten Takt CLK, beispielsweise von 7,8 MHz, getaktet wird. Den differentiellen Ausgängen des Komparators 30 sind jeweils zwei Endstufen 31, 32 nachgeschaltet, die jeweils über eine Gate-Steuerschaltung 33, 34 angesteuert werden. Die beiden Endstufen 31, 32 sind jeweils mit ihrem Lastkreis zwischen einem ersten und einem zweiten Versorgungspotenzial Vdd, GND angeordnet.

Die Ausgangsstufen 31, 32 sind dabei als Leistungsinverter ausgebildet, um den hohen Strom, der in der Last 26 benötigt wird, zu schalten. Die Leistungsinverter 31, 32 stellen somit an ihrem Ausgang ein pulsweitenmoduliertes Signal Vd bereit.



Im Analogpfad 10 in Figur 3 sind die Ausgänge des Vorverstärkers 20 zunächst mit der Anpassschaltung 14 und über die Vorwiderstände 23 mit den differentiellen Eingängen des Analogverstärkers 5 verbunden. Die Widerstände 23 weisen einen Widerstandswert  $R_1$  auf. Die differentiellen Ausgänge des Analogverstärkers 5 sind über den Transformator 13 mit den Ausgängen 3 gekoppelt. Der Transformator 12 weist hier wieder ein Übertragungsverhältnis von 1:6 auf. Ferner sind Widerstände 24 mit einem Widerstandswert  $R_2$  zwischen den Ausgängen des Transformators 13 und den Eingängen des Analogverstärkers 5 angeordnet.

Der Widerstand 24 ist Bestandteil des Rückkopplungspfades 16, so dass sich für den Rückkopplungsfaktor ergibt:

$$(8) \quad f = \frac{R_2}{R_1}.$$

Im Ausgangspfad des Leitungstreibers 1, also in den zwischen dem Transformator 13 und dem Ausgang 3 vorgesehenen Leitungen, ist ein weiterer Widerstand 25 mit dem Widerstandswert  $R_m$  vorgesehen. Der Leitungstreiber 1 weist an seinem Ausgang 3 eine Last 26 mit dem Impedanzwert  $R_L$  auf.

Die Leitungstreiberschaltung 1 weist ferner einen Rückkopplungspfad 28 auf, der die Ausgangsspannung  $V_o$  am Ausgang 3 des Leitungstreibers 1 abgreift und mit positiver Rückkopplung über Widerstände 27 in die differentiellen Eingänge des Vorverstärkers 20 einkoppelt. Es ergibt sich damit ein Regelkreis mit positiver Rückkopplung.

Der Ausgangswiderstand 25, die Last 26 und der Rückkopplungspfad 28 ergeben damit ein Netzwerk für eine syntetisierte Impedanz, wobei sich der Synthesefaktor  $m$  dieser syntetisierten Impedanz wie folgt ergibt:

$$(9) \quad m = \frac{R_{LOAD}}{2 R_m}.$$

Durch eine positive Rückkoppelung der Ausgangsspannung lässt sich dabei eine Reduzierung des Spannungsabfalls am Ausgangstransistor realisieren.

Der Leitungstreiber 1 gemäß Figur 3 ist voll differentiell ausgebildet, d.h. der Analog- und Digitalverstärker 5, 6, wie auch der Vorverstärker 20 weisen jeweils zwei differentielle Eingänge und zwei differentielle Ausgänge auf. Der Vorverstärker 20 und der analoge Verstärker 5 sind als invertierenden Verstärker ausgebildet.

Das Blockschaltbild in Figur 5 zeigt eine zweite erfindungsgemäße Leitungstreiberanordnung. Der Leitungstreiber 1 weist hier einen Analogverstärker 5 auf, in den das Eingangssignal  $V_i$  eingekoppelt wird. Der Analogverstärker 5 ist ausgangsseitig über ein Widerstandsnetzwerk 40 mit der Primärseite des Transformators 13 verbunden. Das Widerstandsnetzwerk 40 erzeugt somit aus dem Ausgangssignal  $V_o'$  des Analogverstärkers 5 ein Stromsignal  $i_a$ . Ferner ist zwischen Widerstandsnetzwerk 40 und der Primärseite des Transformators 13 ein Digitalverstärker 6 vorgesehen. Ein vom Widerstandsnetzwerk 40 abgegriffenes Spannungssignal  $V_s$  wird in den Digitalverstärker 6 eingekoppelt. Der Digitalverstärker 6 erzeugt ausgangsseitig ein Stromsignal  $i_d$ , welches durch Überlagerung mit dem Stromsignal  $i_a$  zu dem Ausgangsstromsignal  $i_o$  führt. Dieses wird primärseitig dem Übertrager 13 zugeführt, der daraus sekundärseitig das zu übertragende Signal  $V_{line}$  bereit stellt.

Zusätzlich kann ein Rückkoppelungspfad 41 vorgesehen sein, über den das Ausgangsstromsignal  $i_o$  bzw. das daraus abgeleitete Spannungssignal  $V_o$  mit negativem Vorzeichen rückgekoppelt wird. Das Ausgangsspannungssignal  $V_o$  wird im Rückkoppelungspfad 41 zu dem Rückkoppelungssignal  $V_f$ , welches mit dem Eingangssignal  $V_i$  überlagert wird. Daraus ergibt sich das

Fehlersignal  $V_e$ , welches in den Analogverstärker 5 eingekoppelt wird.

Der analoge Verstärker 5, wirkt hier also als Pufferverstärker zur Steuerung des digitalen Verstärkers 6.

Nachfolgend wird die Funktionsweise der Schaltung gemäß Figur 5 kurz erläutert:

10 Da der Digitalverstärker 6 eine pulsweitenmodulierte Charakteristik aufweist, verändert sein Ausgangsstrom  $i_d$  zyklisch sein Vorzeichen. Das führt dazu, dass auch  $i_o$  und  $V_o$  umgeschaltet werden, wodurch auch der Analogstrom  $i_a$  -über den in Figur 5 gestrichelt dargestellten geschlossenen Stromkreislauf- gezwungen wird, sein Vorzeichen zu wechseln, wodurch  
15 auch  $V_s$  das Vorzeichen wechselt. Dadurch schaltet allerdings der Digitalverstärker 6 erneut, wodurch der Stromkreislauf geschlossen wird.

20 Die Selbstoszillation wird in dem inneren Regelkreis des digitalen Verstärkers 6 erzeugt. Dieser innere Regelkreis ist in Figur 5 gestrichelt dargestellt. Der Strom  $i_d$  wird durch die Messspannung  $V_s$  generiert. Schaltet der digitale Strom  $i_d$  um, dann schaltet auch der Strom  $i_o$  um, wodurch der Strom  $i_a$  sein Vorzeichen wechselt. Damit wechselt auch  $V_s$  sein Vorzeichen, wodurch sich der Regelkreis ergibt.  
25

Es handelt sich hier um einen selbst oszillierenden Regelkreis, so dass in diesem Fall ein externer Takt für den Digitalverstärker 6 nicht erforderlich ist.  
30

Die Verzögerung der Rückkoppelung dieses Regelkreises begrenzt damit die Schaltfrequenz des selbst oszillierenden Regelkreises. Damit ergibt sich aber nach wie vor eine nicht  
35 allzu hohe Linearität.

Zur Optimierung der Linearität weist der Leitungstreiber 1 vorteilhafterweise den zusätzlichen Rückkoppelpfad 41 auf. Mittels dieses Rückkoppelpfades 41 wird aus dem Ausgangsströmsignal  $i_0$  ein Fehlersignal  $V_e$  in den Analogverstärker 5 eingekoppelt. Das Fehlersignal ist damit:

$$(10) \quad V_e = V_i - V_f = V_i - V_o \cdot f ,$$

wobei mit  $f$  der Rückkoppelungsfaktor bezeichnet ist. Durch die Rückkoppelung wird das Fehlersignal  $V_e$  reduziert, wodurch eine Streuung im Ausgangssignal  $i_0$  weitestgehend beseitigt wird. Dies wird mittels des Analogstromsignals  $i_a$  erreicht, in der Welligkeiten, die das Digitalstromsignal  $i_d$  überlagern, kompensiert werden.

Das Ausgangsströmsignal  $i_0$  ergibt sich entsprechend Figur 5 wie folgt:

$$(11) \quad i_0 = i_a + i_d = i_a + (k + i_a) = (1 + k)i_a ,$$

wobei der Digitalstrom  $i_d$  mittels des Digitalverstärkers 6 ein Vielfaches  $k$  des Analogstroms  $i_a$  ist. Für den Fall, dass  $k$  sehr groß ist, ergibt sich:

$$(12) \quad i_0 \approx k \cdot i_a = i_d$$

Das bedeutet gleichermaßen, dass der Ausgangsstrom  $i_0$  im Wesentlichen dem vom Digitalverstärker 6 bereitgestellten Strom  $i_d$  entspricht, welcher eine sehr hohe Effizienz aufweist. Aus dem Blockschaltbild in Figur 5 folgt ferner:

$$(13) \quad i_d = g_d \cdot V_s ,$$

$$(14) \quad V_s = A_R \cdot i_a ,$$

wobei sich der Verstärkungsfaktor  $k$  des Digitalverstärkers 6 wie folgt ergibt:

$$(15) \quad k = g_d \cdot A_R$$

Um nun die Effizienz des erfindungsgemäßen Leistungstreibers entsprechend Figur 5 zu erhöhen, muss also lediglich der Strom  $i_d$  des Digitalverstärkers 6 bezüglich des Analogstroms  $i_a$  des Analogverstärkers 5 vergrößert werden.

Figur 6 zeigt ein durch Simulation ermitteltes Strom-Zeit-Diagramm für eine Leistungstreiberanordnung 1 gemäß Figur 5. Durch Überlagerung des Analogstromsignals  $i_a$  mit dem Digitalstromsignal  $i_d$  ergibt sich das Ausgangsstromsignal  $i_0$ , welches nahezu keine Oberschwingungen bzw. Oberwellen, mehr aufweist.

Figur 7 zeigt ein detailliertes Schaltbild für einen erfindungsgemäßen Leistungstreiber entsprechend Figur 5. Der Leistungstreiber 1 ist hier wiederum voll differentiell ausgebildet.

Der Analogverstärker 5, der wiederum als invertierender Verstärker ausgebildet ist, ist über die Eingangswiderstände 42 mit dem Eingang 2 verbunden. Die differentiellen Ausgänge des Analogverstärkers 5 sind über das Widerstandsnetzwerk 40 mit der Primärseite des Transformators 13 gekoppelt. Das Widerstandsnetzwerk 40 weist Abgriffe 43 auf, über die ein Spannungssignal  $V_s$  in die Eingänge des Digitalverstärkers 6 ein-koppelbar ist. Die differentiellen Ausgänge des Digitalverstärkers 6 sind über Widerstände 7 mit der Primärseite des Transformators 13 gekoppelt.

Figur 8 zeigt anhand eines Blockschaltbildes den Aufbau eines Digitalverstärkers 6 entsprechend Figur 7. Der Digitalverstärker 6 weist hier einen Komparator 50 auf, dessen Eingänge mit den differentiellen Eingängen des Digitalverstärkers 6 verbunden sind. Die beiden Ausgänge des Komparators 50 sind mit jeweils einer Ausgangsstufe 51, 52 verbunden. Den Ausgangsstufen 51, 52 sind dabei Gate-Steuerschaltungen 53, 54

zu Ansteuerung und zum Treiben der jeweiligen Transistoren der Ausgangsstufen 51, 52 vorgeschaltet. Diese Ausgangsstufen 51, 52 sind als Leistungsinverter ausgebildet. An den Mittelabgriffen der jeweiligen Ausgangsstufen 51, 52 ist ein  
5 Ausgangssignal  $V_d$  abgreifbar, welches über die Induktivitäten 55, 56 den differentiellen Ausgängen des Digitalverstärkers 6 zuführbar ist. Die Induktivitäten 55, 56 erzeugen aus den Spannungssignalen  $V_d$ , die an den Mittelabgriffen der Ausgangsstufen 51, 52 abgreifbar sind, jeweils ein Stromsignal  
10  $i_d$ . Ferner wirken diese Induktivitäten 55, 56 gewissermaßen als Filter, wobei deren Induktivitätswert sehr wichtig für die Stabilität und für einen Ausgleich des Ausgangsstromes ist.

15 Das Widerstandsnetzwerk 40 besteht aus zwei bezüglich der differentiellen Ausgängen des Analogverstärkers 5 parallel zueinander angeordneten Messwiderstände 44, die beidseitig über die Widerstände 45 miteinander über Kreuz gekoppelt sind. Jeweils zwei dieser über Kreuz gekoppelten Widerstände  
20 45 bilden dabei einen Spannungsteiler, an dessen Mittelabgriffen 43 das Eingangspotential  $V_s$  für den Digitalverstärker 6 abgegriffen wird. Die Ausgänge des Widerstandsnetzwerkes 40 sind, wie bereits erwähnt, einerseits mit der Primärseite des Transformators 13 gekoppelt und andererseits über einen Wi-  
25 derstand 46 mit den Eingängen des Analogverstärkers 5 gekoppelt. Die Widerstände 46 definieren hier wiederum eine Rückkoppelung für den Analogverstärkers 5.

Die Ausgangsspannung des Analogverstärkers 5 wird also über  
30 den Messwiderstand 44 gemessen und dient somit der Ansteuerung des digitalen Verstärkers 6. Aufgrund dieser sehr vorteilhaften Anordnung besteht kein Bedarf, das Ausgangsspannungssignal des Analogverstärkers 5 zur Einkopplung in den Digitalverstärker 6 noch zu verstärken. Es ist lediglich dar-  
35 auf zu achten, dass der Messwiderstands 44 möglichst niedrig gewählt ist, um einen Spannungsabfall und damit Verluste über dem Messwiderstand 44 so niedrig wie möglich zu halten. Die

Widerstände 45 der Spannungsteiler sollten dem gegenüber sehr viel größer als der Messwiderstand 44 ausgelegt sein, so dass diese nur einen vernachlässigbar geringen Strom führen.

- 5 Die primärseitig am Transformator 13 abfallende Spannung  $V_0$  wird auf die Sekundärseite, im vorliegenden Ausführungsbeispiel mit einem Übertragungsverhältnis von 1:8, übertragen, so dass am Ausgang 3 des Leitungstreibers das zu übertragende Signal  $V_{line}$  abgreifbar ist.

10

Ein weiterer sehr wichtiger Zusammenhang ergibt sich bei der Schaltfrequenz. Die Schaltfrequenz  $f_{sw}$  ergibt sich bei einer Leitungstreiberschaltung 1 entsprechend Figur 7 wie folgt:

15 (16) 
$$f_{sw} \propto \frac{1}{L \cdot V_T \cdot \Delta t},$$

wobei mit  $L$  der Wert der Induktivitäten 55, 56 mit  $V_T$  die Schwellspannung des Komparators 50 des Digitalverstärkers 6 und mit  $\Delta t$  die Verzögerung des Regelkreises bezeichnet ist.

20

Gleichung (16) gilt jedoch nur für einen Induktivitätswert in einem Bereich, in dem es möglich ist, den Strom des Digitalverstärkers 6 ausreichend gut nachzubilden. Allerdings begrenzt, wie bereits oben erwähnt, die Verzögerung  $\Delta t$  in dem digitalen Regelkreis gewissermaßen die Schaltfrequenz  $f_{sw}$ . Für diesen Fall ergibt sich für die Bestimmung der Schaltfrequenz  $f_{sw}$  folgende Gleichung:

30 (17) 
$$f_{sw} \propto \frac{di_d(t)}{dt} = \frac{V_{DD} - V_D(t)}{L},$$

30

wobei mit  $V_{DD}$  die Versorgungsspannung des digitalen Verstärkers 6 und mit  $V_D(t)$  das Ausgangssignal des digitalen Verstärkers 6 bezeichnet ist.

- 35 Gleichung (17) zeigt also den Frequenzbereich, bei dem die gesamte Leitungstreiberanordnung 1 ordnungsgemäß arbeitet,

d.h. die Schaltfrequenz  $f_{sw}$  ist direkt proportional mit einer zeitlichen Veränderung des Digitalstromes  $i_d$  und damit umgekehrt proportional zu der Signalamplitude. Diese Erkenntnis kann dazu genutzt werden, die optimale Schaltfrequenz für den Leitungstreiber 1 zu finden. Darüber hinaus erlaubt Gleichung (17), die Leistungsaufnahme der Leitungstreiberanordnung 1 optimal an die gegebenen Verhältnisse anzupassen.

Die vorliegende Erfindung wurde vorstehend anhand eines Leitungstreibers für eine ADSL-Datenübertragungseinrichtung beschrieben. Die Erfindung sei jedoch nicht ausschließlich auf ADSL-Systeme beschränkt, sondern kann sehr vorteilhaft bei Leitungstreibern beliebiger xDSL-Systemen verwendet werden. Darüber hinaus sei die Erfindung auch nicht auf spezielle Leitungstreibertypen und -klassen beschränkt, sondern lässt sich im Rahmen der Erfindung selbstverständlich für beliebige Leitungstreiber, bei denen die Anforderung einer hohen Linearität bei gleichzeitig möglichst niedriger Streuung und Verluste im Vordergrund stehen, einsetzen.

Zusammenfassend kann also festgestellt werden, dass durch die erfindungsgemäße Anordnung auf sehr elegante, jedoch sehr effektive Weise ein Leitungstreiber mit sowohl niedriger Streuung als auch hoher Effizienz realisiert werden kann.

Die vorliegende Erfindung wurde anhand der vorstehenden Beschreibung so dargestellt, um das Prinzip des erfindungsgemäßen Verfahrens und dessen praktische Anwendung bestmöglichst zu erklären, jedoch lässt sich die Erfindung bei geeigneter Abwandlung selbstverständlich in mannigfaltigen Varianten realisieren.



## Patentansprüche

1. Leitungstreiberanordnung (1) zum Treiben von Signalen ( $V_i$ ,  $V_o$ ) über zumindest eine Teilnehmerleitung (4), mit:

5

einem Eingang (2) zur Einkopplung eines Eingangssignals ( $V_i$ ) und mit einem Ausgang (3), an dem ein über die Teilnehmerleitung (4) zu treibendes Signal ( $V_o$ ) abgreifbar ist,

10 einem digitalen Verstärker (6), der aus dem Eingangssignal ( $V_i$ ) bzw. einem davon abgeleiteten Signal ( $V_s$ ) ausgangsseitig ein Pulsweiten-moduliertes Signal ( $V_d$ ,  $i_d$ ) bereit stellt,

15 einem analogen Verstärker (5), der aus dem Eingangssignal ( $V_i$ ) bzw. einem davon abgeleiteten Signal ausgangsseitig ein analoges Signal ( $V_e$ ,  $i_a$ ) bereit stellt,

wobei die Ausgänge der Verstärker (5, 6) derart gekoppelt sind, dass durch Überlagerung des analogen Signals ( $V_e$ ,  $i_a$ ) mit dem digitalen Signal ( $V_d$ ,  $i_d$ ) das zu treibende Signal ( $V_o$ ) resultiert,

25 wobei die Verstärkung des analogen Verstärkers (5) derart auf die Verstärkung des digitalen Verstärker (6) angepasst ist, dass Störungen und/oder Oberschwingungen auf dem digitalen Signal ( $V_d$ ,  $i_d$ ) nach der Überlagerung zumindest reduziert sind.

2. Leitungstreiberanordnung nach Anspruch 1,  
30 dadurch gekennzeichnet,  
dass ein Rückkopplungspfad (16) vorgesehen ist, über den das aus der Überlagerung von analogem und digitalen Signal ( $V_e$ ,  $i_a$ ;  $V_d$ ,  $i_d$ ) resultierende Signal ( $V_o$ ,  $i_o$ ) mit negativer Rückkopplung in den Eingang des analogen Verstärkers (5) rückkop-  
35 pelbar ist.

3. Leitungstreiberanordnung nach einem der vorstehenden Ansprüche,

dadurch gekennzeichnet,

5 dass der analoge Verstärker (5) in einem analogen Pfad (10) angeordnet ist und der digitale Verstärker (6) in einem digitalen Pfad (11) angeordnet ist, wobei die beiden Pfade (10, 11) parallel zueinander angeordnet sind.

4. Leitungstreiberanordnung nach Anspruch 3,

10 dadurch gekennzeichnet,

dass ein Filter (12), insbesondere ein Tiefpassfilter, vorgesehen ist, das im digitalen Pfad (11) dem digitalen Verstärker (6) nachgeschaltet ist und das eine Frequenzglättung sowie eine Filterung des digitalen Signals ( $V_d$ ) vornimmt.

15

5. Leitungstreiberanordnung nach einem der Ansprüche 3 oder 4,

dadurch gekennzeichnet,

20 dass eine Anpassschaltung (14) vorgesehen ist, die im analogen Pfad (10) dem analogen Verstärker (5) vorgeschaltet ist und die eine Phasenanpassung und/oder Amplitudenanpassung des Eingangssignals ( $V_i$ ) mit dem Ausgangssignal ( $V_o$ ) vornimmt.

6. Leitungstreiberanordnung nach einem der vorstehenden Ansprüche,

25 dadurch gekennzeichnet,

dass dem analogen Verstärker (5) ein Widerstandsnetzwerk (40) nachgeschaltet ist, an dessen Ausgang ein analoger Strom ( $i_a$ ) abgreifbar ist, und dass ein am Widerstandsnetzwerk (40) abgegriffenes Potential ( $V_s$ ) in den digitalen Verstärker (6) einkoppelbar ist, der daraus ausgangsseitig einen digitalen Strom ( $i_d$ ) erzeugt, der mit dem analogen Strom ( $i_a$ ) überlagert wird.

30

35 7. Leitungstreiberanordnung nach Anspruch 6,

dadurch gekennzeichnet,

dass das Widerstandsnetzwerk (40) zumindest einen Messwiderstand (44) aufweist, über den der analoge Strom ( $i_a$ ) getrieben wird, und einen Spannungsteiler (45) aufweist, an dem das in den digitalen Verstärker (6) eingekoppelte Potential ( $V_s$ ) abgreifbar ist.

8. Leitungstreiberanordnung nach Anspruch 7, dadurch gekennzeichnet, dass der Widerstandswert des Messwiderstandes (44) sehr viel geringer ist als die Widerstandswerte der Spannungsteilerwiderstände (45).

9. Leitungstreiberanordnung nach einem der vorstehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass am Ausgang (3) des Leitungstreibers (1) zumindest ein Transformator (13, 15) vorgesehen ist.

10. Leitungstreiberanordnung nach einem der vorstehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass eine als Transformator (13) ausgebildeter Last am Ausgang (3) der Leistungstreiberanordnung (1) vorgesehen ist.

11. Leitungstreiberanordnung nach einem der Ansprüche 9 oder 10, dadurch gekennzeichnet, dass der Transformator (13) derart ausgestaltet ist, dass dessen Bandweite mit der Bandweite des zu treibenden Signals ( $V_i$ ,  $V_o$ ) übereinstimmt.

12. Leitungstreiberanordnung nach einem der Ansprüche 9 bis 11, dadurch gekennzeichnet, dass zumindest ein Transformator (13) ein sehr hohes Übertragungsverhältnis im Bereich von zumindest 1 : 4, insbesondere

im Bereich von mehr als 1 : 6, zwischen Primärseite und Sekundärseite aufweist.

5 13. Leitungstreiberanordnung nach einem der vorstehenden Ansprüche,  
dadurch gekennzeichnet,  
dass ein weiterer Transformator (15) vorgesehen ist, der im Analogpfad (10) angeordnet ist und der dem Analogverstärker (5) nachgeschaltet ist.

10 14. Leitungstreiberanordnung nach Anspruch 13,  
dadurch gekennzeichnet,  
dass der weitere Transformator (15) ein geringeres Übertragungsverhältnis als der erste Transformator (13), insbesondere ein Übertragungsverhältnis von etwa 1 : 1, aufweist.

15 15. Leitungstreiberanordnung nach einem der vorstehenden Ansprüche,  
dadurch gekennzeichnet,  
20 dass im Rückkopplungspfad (16) ein Teiler (18) vorgesehen ist, der einen Rückkopplungsfaktor (f) aufweist, mit dem das rückgekoppelte Signal geteilt wird.

25 16. Leitungstreiberanordnung nach Anspruch 15,  
dadurch gekennzeichnet,  
dass der Rückkopplungsfaktor (f) dem Übertragungsverhältnis des dem digitalen Verstärker (6) nachgeschalteten Transformators entspricht.

30 17. Leitungstreiberanordnung nach einem der vorstehenden Ansprüche,  
dadurch gekennzeichnet,  
dass die Leistungstreiberanordnung (1) eine weitere Rückkopplungseinrichtung (28) aufweist, die das Ausgangssignal (Vo)  
35 mit positiver Rückkopplung in den Eingang (2) rückkoppelt, wobei die Elemente des sich daraus ergebenden Regelkreises so

dimensioniert sind, dass die Impedanz der Leistungstreiberanordnung (1) einstellbar ist.

18. Leistungstreiberanordnung nach Anspruch 17,

- 5 dadurch gekennzeichnet,  
dass für die einstellbare Impedanz einen Synthesefaktor (m) aufweist, der proportional dem Verhältnis der Last (26) zu einem Ausgangswiderstand (25) ist.

10 19. Leistungstreiberanordnung nach einem der vorstehenden Ansprüche,

dadurch gekennzeichnet,  
dass eine Steuereinrichtung (8) zur Steuerung der Verstärker (5,6) vorgesehen ist.

15

20. Leistungstreiberanordnung nach einem der vorstehenden Ansprüche,

dadurch gekennzeichnet,  
dass der analoge Verstärker (5) als invertierender Verstärker  
20 ausgebildet ist.

21. Leistungstreiberanordnung nach einem der vorstehenden Ansprüche,

dadurch gekennzeichnet,  
25 dass der digitale Verstärker (6) einen mit dem Eingang des digitalen Verstärkers (6) gekoppelten Komparator (30, 50) aufweist, dem als Ausgangsstufe (31, 32; 51,52) ein Leistungsinverter nachgeschaltet ist.

30 22. Leistungstreiberanordnung nach einem der vorstehenden Ansprüche,

dadurch gekennzeichnet,  
dass der digitale Verstärker (6) eine PWM-Charakteristik derart aufweist, dass dessen digitale Ausgangssignale (Vd, id)  
35 PWM-moduliert vorliegen.

23. Leitungstreiberanordnung nach einem der vorstehenden Ansprüche,  
dadurch gekennzeichnet,  
dass die Leitungstreiberanordnung (1) als ADSL-  
5 Treiberschaltung ausgebildet ist.

24. Leitungstreiberanordnung nach einem der vorstehenden Ansprüche,  
dadurch gekennzeichnet,  
10 dass Schaltungsmittel vorgesehen sind, mittels denen die Schaltfrequenz auf die Amplitude des Ausgangssignals angepasst ist.

25. Leitungstreiberanordnung nach einem der vorstehenden Ansprüche,  
15 dadurch gekennzeichnet,  
dass die zu treibenden Signale ( $V_i$ ,  $V_o$ ) Sprachsignale und/oder Datensignale sind.

20 26. Leitungstreiberanordnung nach einem der vorstehenden Ansprüche,  
dadurch gekennzeichnet,  
dass die Leitungstreiberanordnung (1) voll differentiell ausgebildet ist.

## Bezugszeichenliste

	1	Leitungstreiber
	2	Eingang
5	3	Ausgang
	4	Teilnehmerleitung
	5	Analogverstärker
	6	Digitalverstärker
	7	Verknüpfungseinheit
10	8	Steuervorrichtung
	10	Analogpfad
	11	Digitalpfad
	12	Filter
	13	Transformator
15	14	Anpassschaltung
	15	Transformator
	16	negativer Rückkoppelpfad
	17	Verknüpfungseinheit
	18	Teiler
20	20	Pufferverstärker
	21	Widerstand
	22	Widerstand
	23	Widerstand
	24	Widerstand
25	25	Widerstand
	26	Lastwiderstand
	27	Widerstand
	28	positiver Rückkopplungspfad
	30	Komparator
30	31, 32	Ausgangsstufen, Leistungsinverter
	33, 34	Gate-Steuerschaltung
	40	Widerstandsnetzwerk
	41	Rückkoppelpfad
	42	Widerstand
35	43	Abgriffe
	44	Messwiderstände
	45	Spannungsteilerwiderstände

	46	Widerstände
	47	Widerstände
	50	Komparator
	51, 52	Ausgangsstufen, Leistungsinverter
5	53, 54	Gate-Steuerschaltungen
	55, 56	Induktivitäten
	$V_i, V_i'$	Eingangssignale, Eingangspotentiale
	$V_d$	PWM-Signal
10	$V_o, V_o'$	Ausgangssignal, -potential
	$V_e, V_e'$	Fehlersignal, -potential
	$i_o$	Ausgangsstromsignal
	$i_d$	digitaler Ausgangsstromsignal
	$i_a$	analoger Ausgangsstromsignal
15	$V_s$	Steuersignal, -potential
	$V_{line}$	Ausgangssignal




## Zusammenfassung

### Leitungstreiber

- 5 Die Erfindung betrifft eine Leitungstreiberanordnung zum Treiben von Signalen über zumindest eine Teilnehmerleitung vorgesehen mit:
- einem Eingang zur Einkopplung eines Eingangssignals und mit einem Ausgang, an dem ein über die Teilnehmerleitung  
10 zu treibendes Signal abgreifbar ist,
  - einem digitalen Verstärker, der aus dem Eingangssignal bzw. einem davon abgeleiteten Signal ausgangsseitig ein Pulsweiten-moduliertes Signal bereit stellt,
  - einem analogen Verstärker, der aus dem Eingangssignal bzw.  
15 einem davon abgeleiteten Signal ausgangsseitig ein analoges Signal bereit stellt,
  - wobei die Ausgänge der Verstärker derart gekoppelt sind, dass durch Überlagerung des analogen Signals mit dem digitalen Signal das zu treibende Signal resultiert,
  - 20 - wobei die Verstärkung des analogen Verstärkers derart auf die Verstärkung des digitalen Verstärkers angepasst ist, dass Störungen und/oder Oberschwingungen auf dem digitalen Signal nach der Überlagerung zumindest reduziert sind.

25

 Figur 2

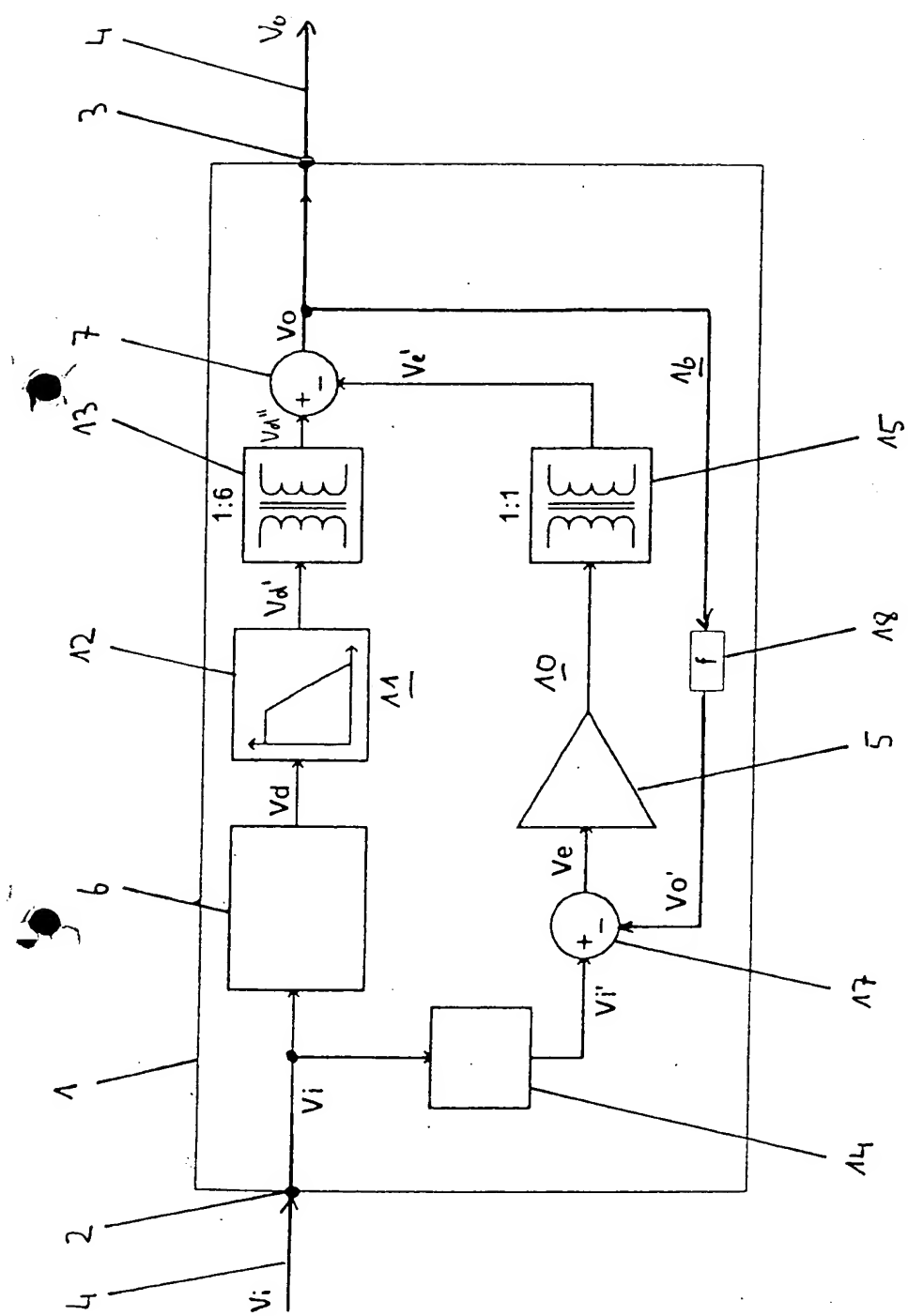


Figure 2

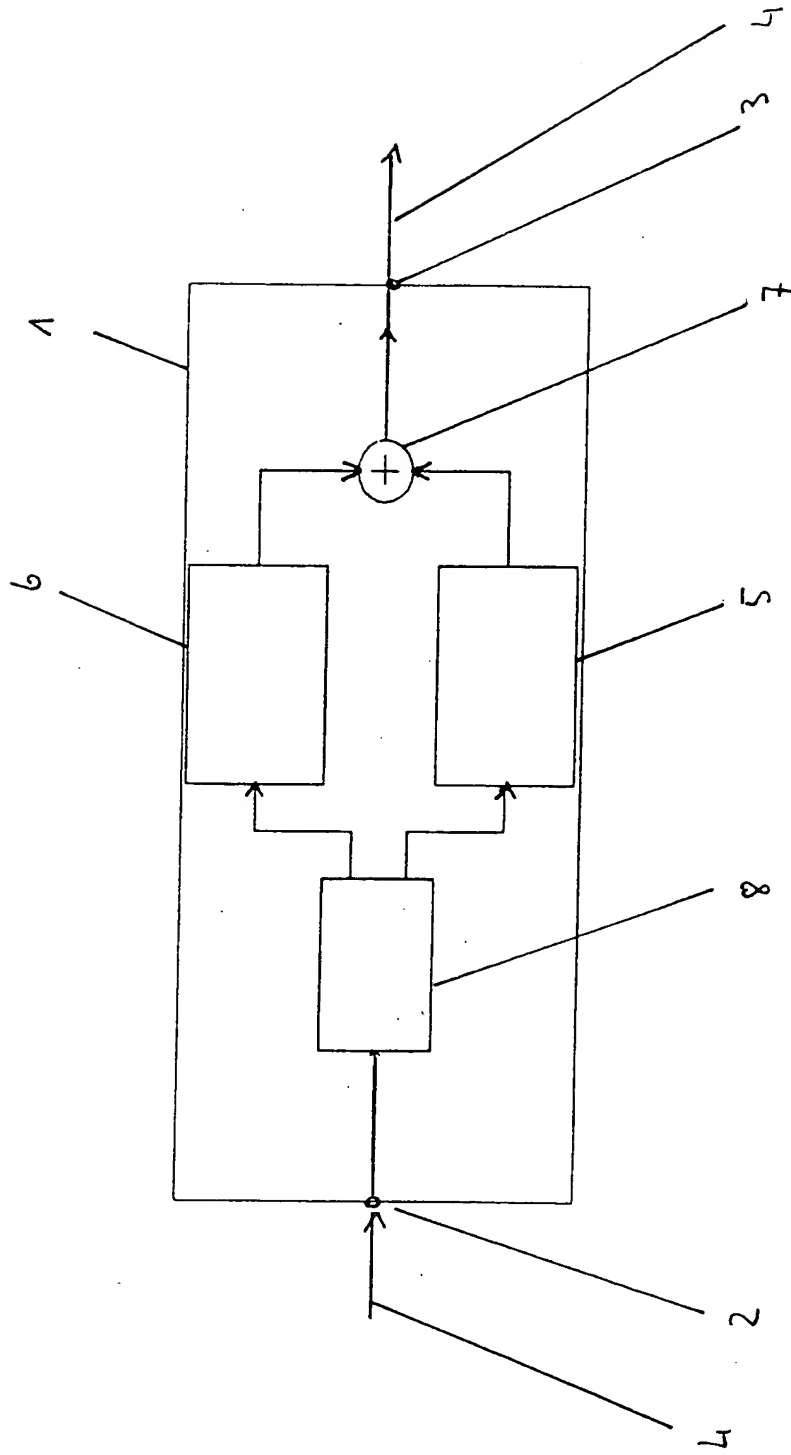
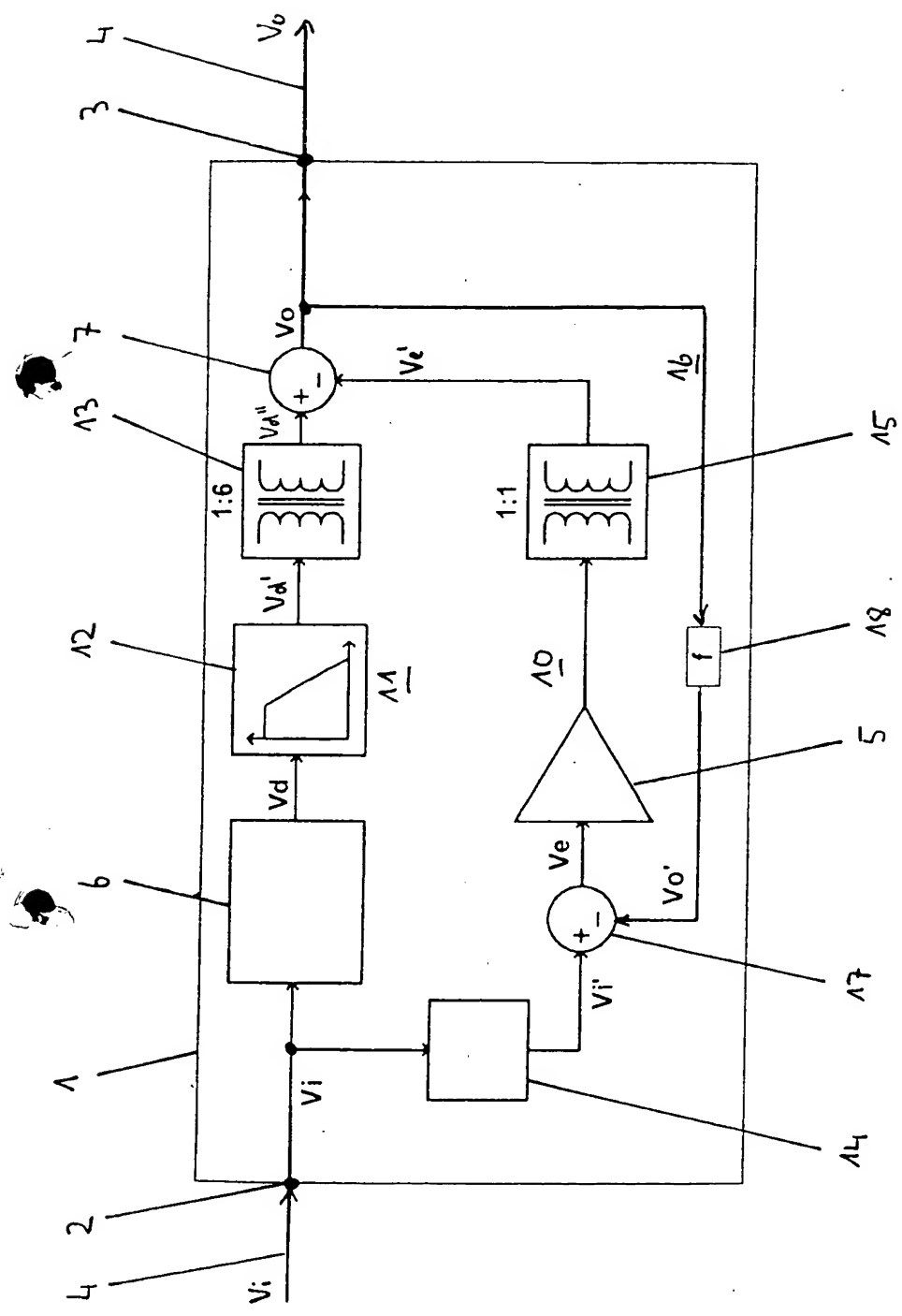
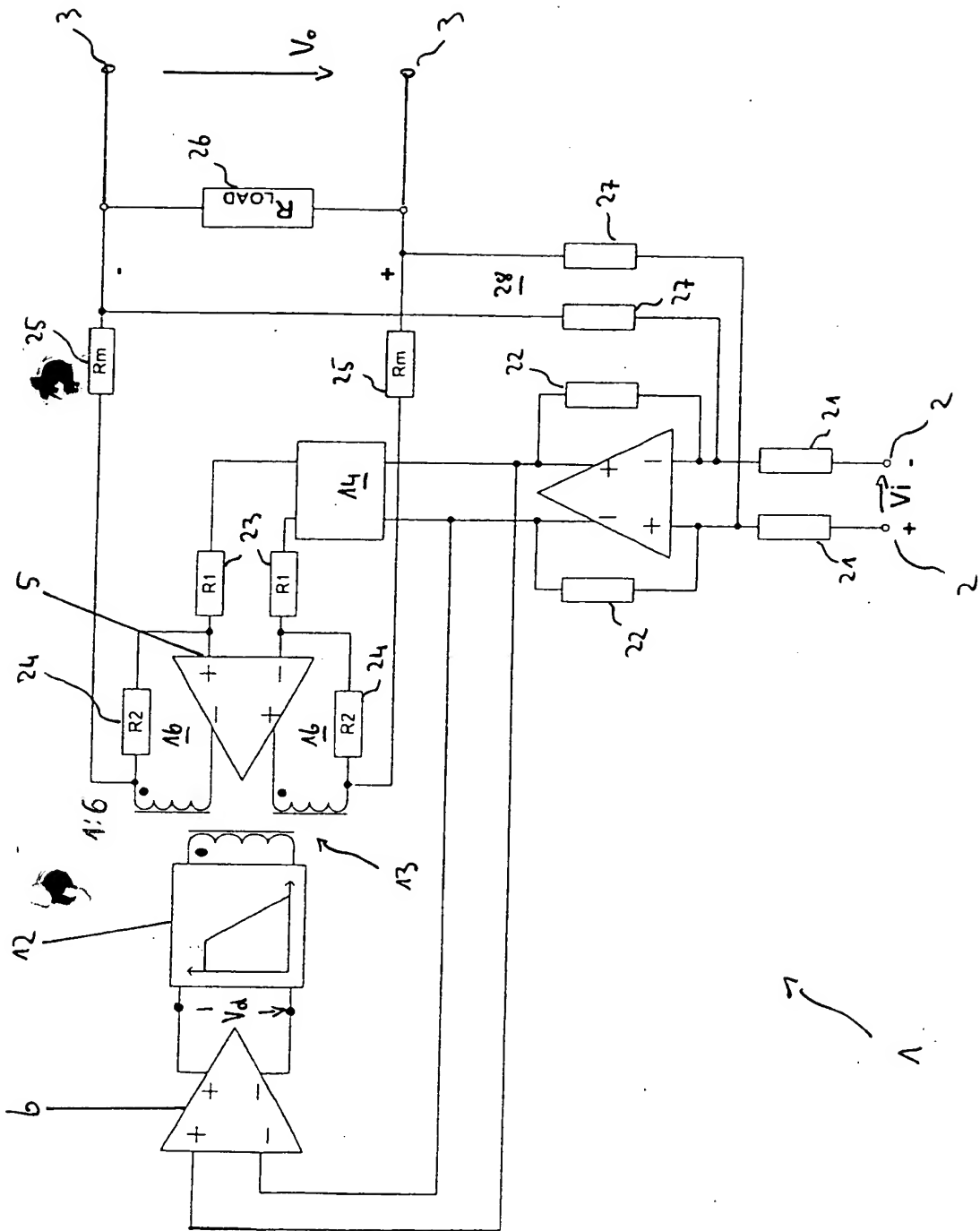


Figure 1



Figur 2



Figur 3

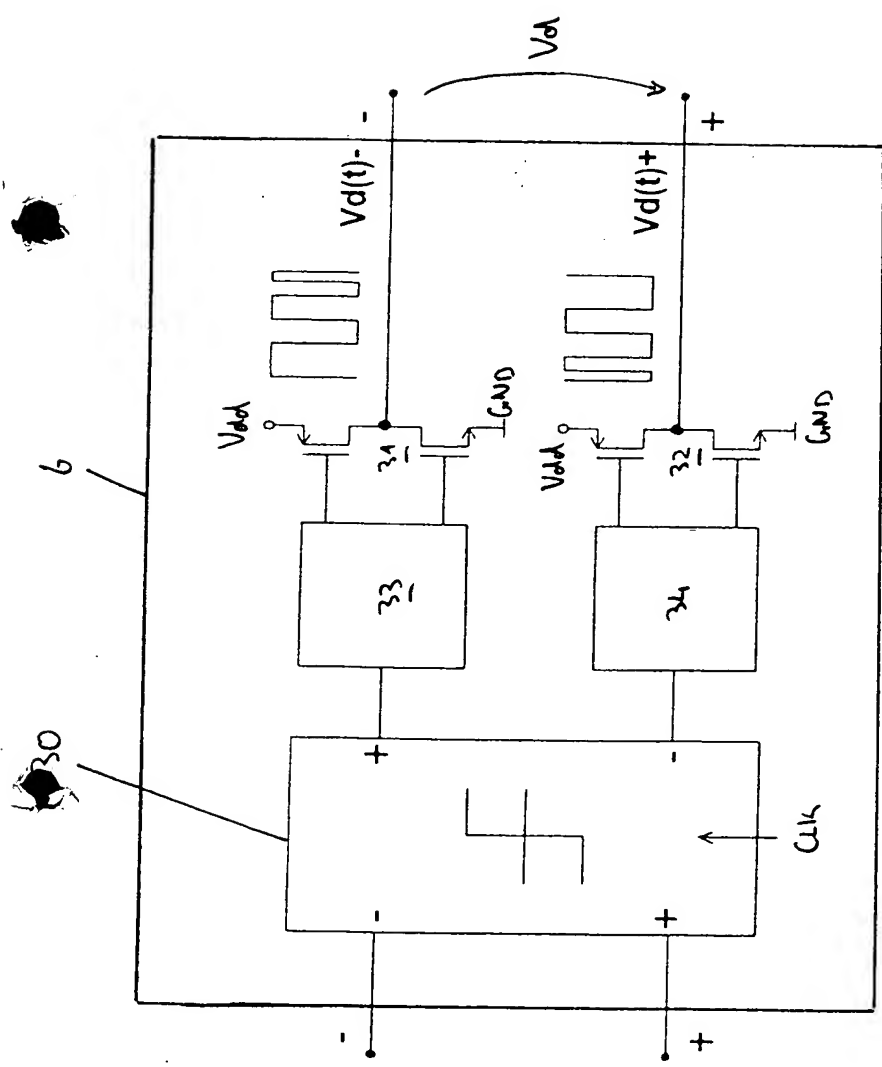


Figure 4

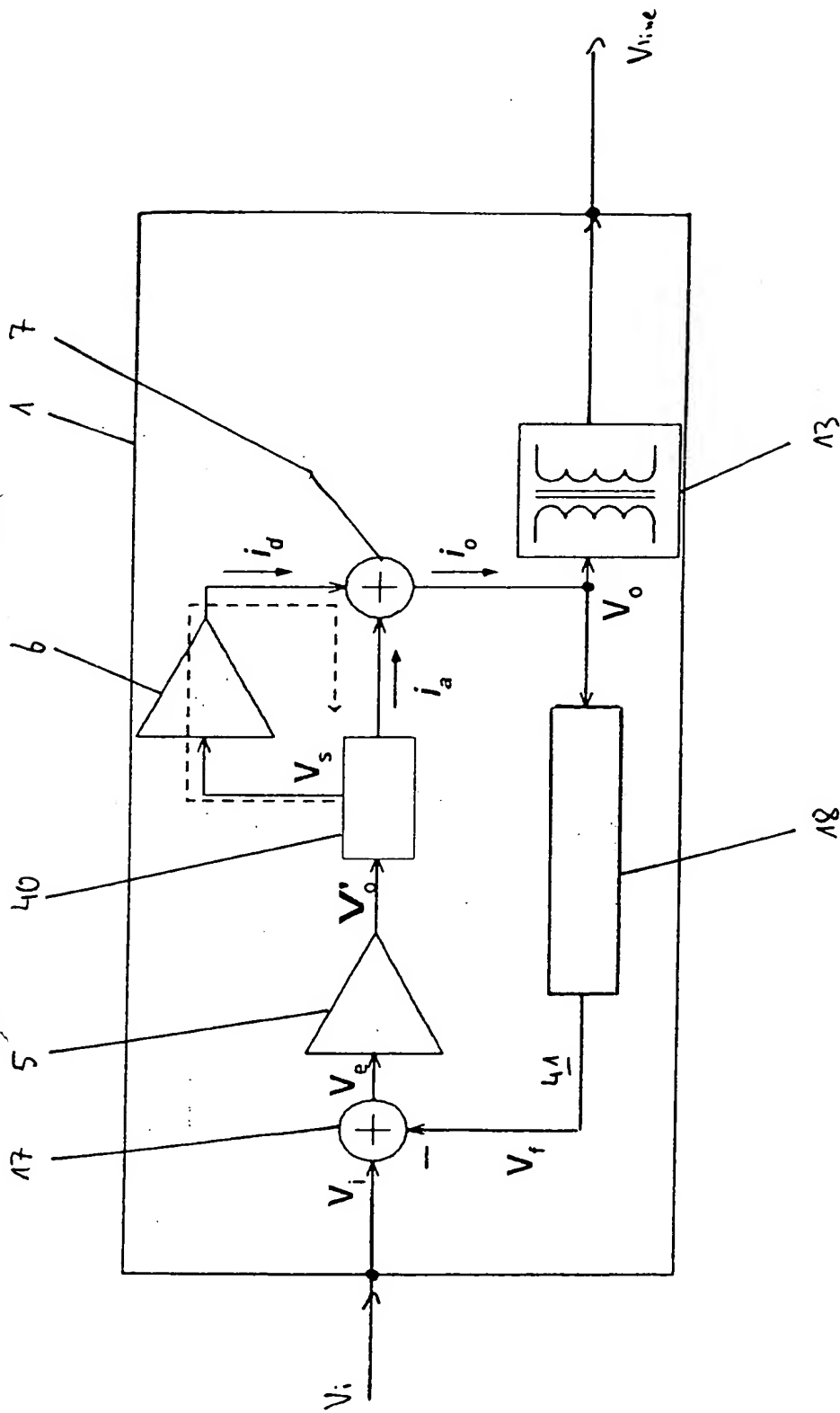
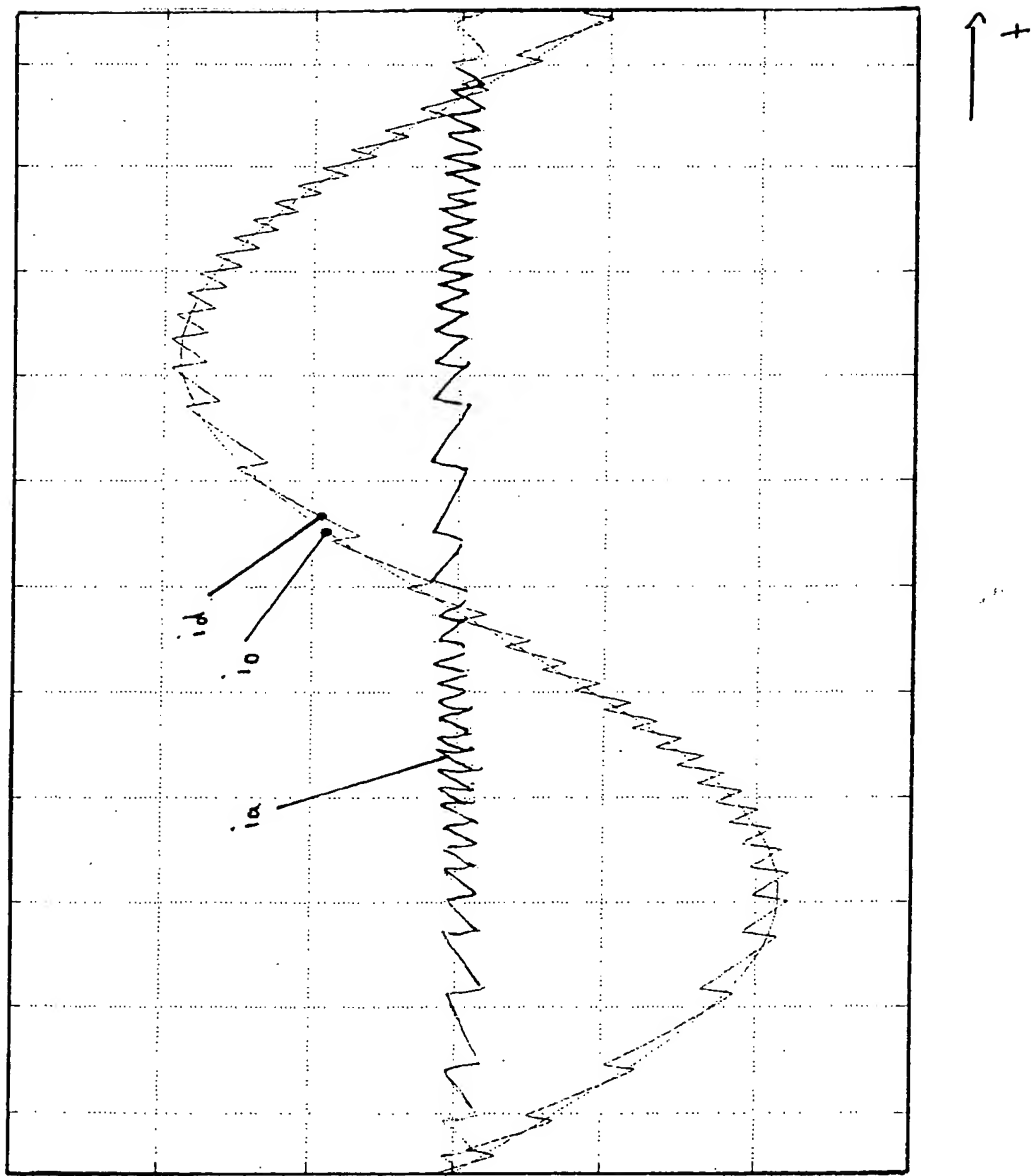


Figure 5

Figure 6





7-18

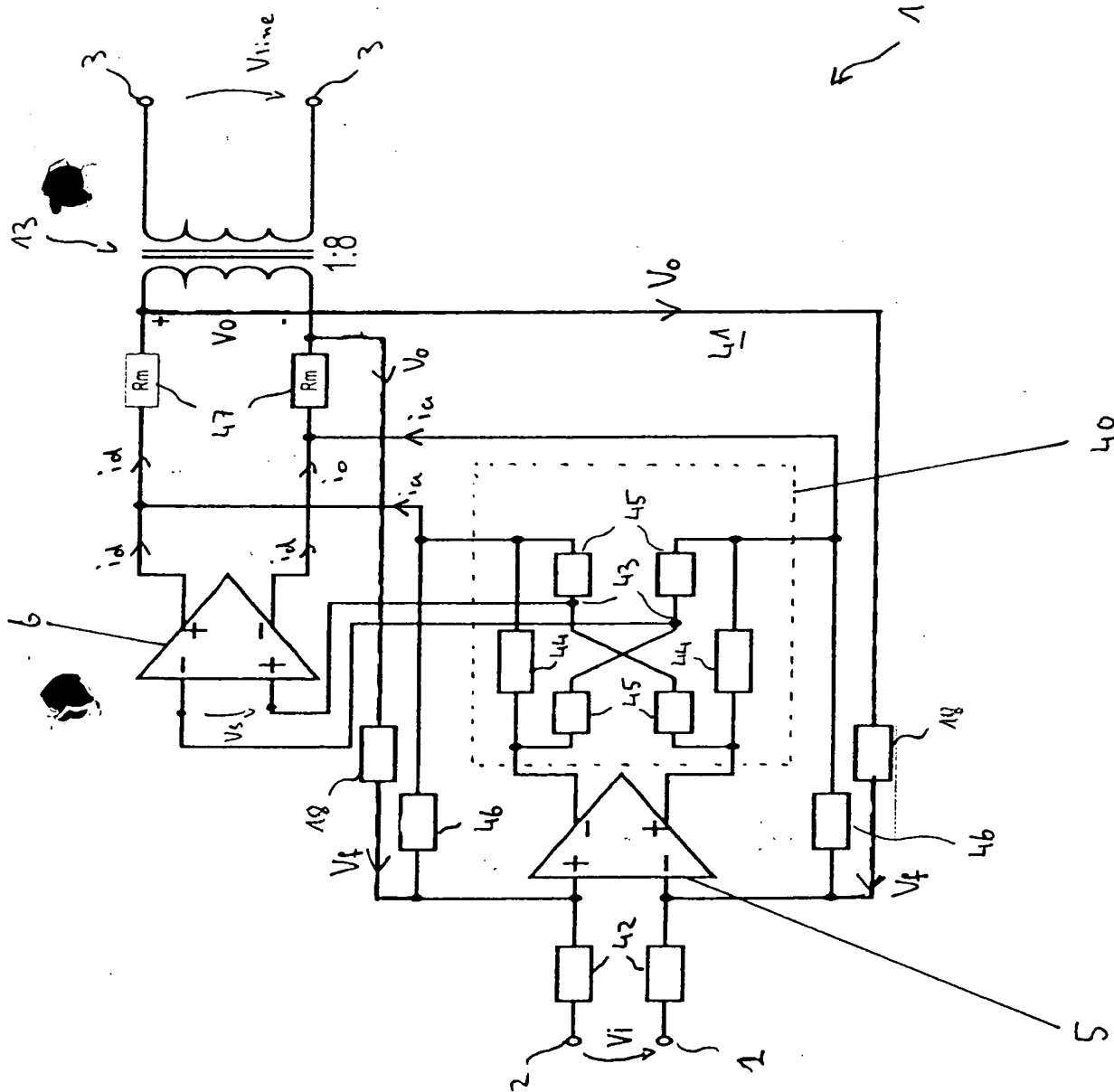


Figure 7

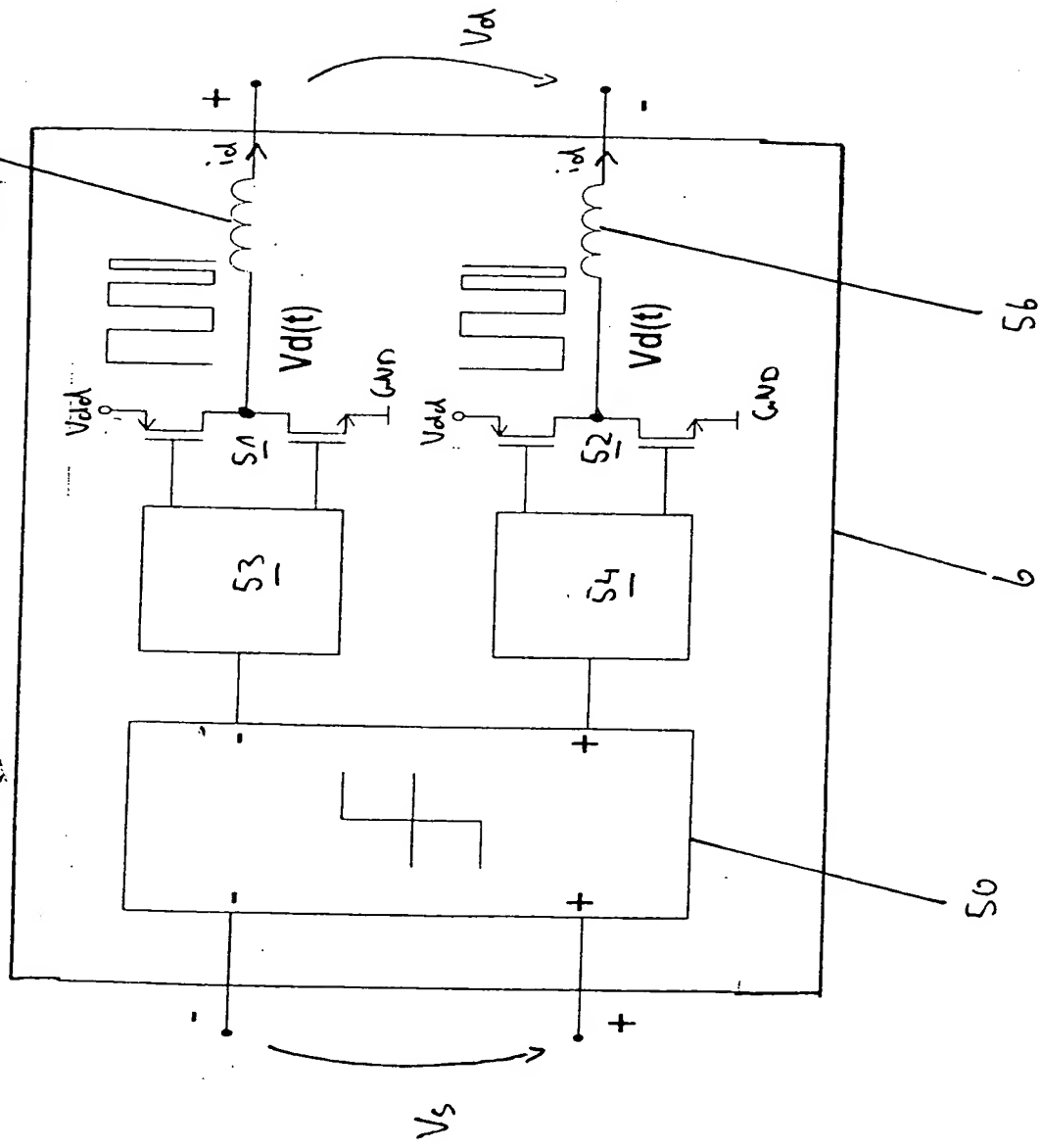


Figure 8

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning  
Operations and is not part of the Official Record**

**BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☐ FADED TEXT OR DRAWING
- ☐ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☐ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☒ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: \_\_\_\_\_

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.**